



Précodage distribué basé sur la distance euclidienne pour les réseaux de capteurs sans fil *

Viet-Hoa Nguyen, Baptiste Vrigneau, Charlotte Langlais, Olivier Berder

► To cite this version:

Viet-Hoa Nguyen, Baptiste Vrigneau, Charlotte Langlais, Olivier Berder. Précodage distribué basé sur la distance euclidienne pour les réseaux de capteurs sans fil *. GRETSI 2015: 25ème colloque du Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images, Sep 2015, Lyon, France. hal-01277173

HAL Id: hal-01277173

<https://hal.science/hal-01277173>

Submitted on 23 Feb 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Précodage distribué basé sur la distance euclidienne pour les réseaux de capteurs sans fil *

Viet-Hoa NGUYEN¹, Baptiste VRIGNEAU¹, Charlotte LANGLAIS², Olivier BERDER¹

¹IRISA/INRIA, Université de Rennes 1-ENSSAT, 6 rue de Kerampont - BP 80518 - F22305 Lannion, France

²Lab-STICC, Telecom Bretagne, Technopôle Brest-Iroise - CS 83818 - 29238 Brest Cedex 3 - France
viet-h.nguyen@irisa.fr

Résumé – Pour réduire la consommation d’énergie due aux transmissions radio dans les réseaux de capteurs sans fil, nous proposons une nouvelle approche associant les techniques de précodage et de relais, appelé précodage distribué $\max\text{-}d_{\min}$ (DMP). Considérant une source et un relais avec une antenne chacun, et une destination disposant de deux antennes, nous déployons un système MIMO précodé virtuel 2×2 . Dans ce contexte, nous étudions à la fois les techniques de relais Amplify and Forward (AF) et Decode and Forward (DF). Des comparaisons en termes de taux d’erreur et d’efficacité énergétique par rapport aux systèmes plus classiques comme les codes spatio-temporels distribués ou les combinaisons à gain maximal montrent que notre système est intéressant pour des distances de transmission moyennes (à partir de 10 mètres).

Abstract – Among various cooperative techniques aiming to reduce power consumption for Wireless Sensor Network (WSN), we present a new approach, named distributed $\max\text{-}d_{\min}$ precoding (DMP). This protocol is based on the deployment of a virtual 2×2 $\max\text{-}d_{\min}$ precoding over one source, one forwarding relay, both equipped with one antenna and a destination involving 2 antennas. In this context, two kinds of relaying, amplify and forward or decode and forward protocols, are investigated. The performance evaluation in terms of Bit-Error-Rate (BER) and energy efficiency will be compared with non cooperative techniques (SISO, SIMO) and the distributed space time block code (STBC) scheme. Our investigations show that the DMP takes the advantage in terms of energy efficiency from medium transmission distances.

1 Introduction

L’un des principaux objectifs des réseaux de capteurs sans fil (RdC) aujourd’hui déployés est d’optimiser leur durée de vie pour éviter le remplacement des batteries. Les stratégies coopératives permettent justement de diminuer l’énergie due aux transmissions radio, principales sources de consommation dans la plupart des applications des RdC.

Le relais coopératif est un noeud placé entre la source et la destination qui enrichit la transmission radio entre ces dernières en répétant à la destination ce qu’il a reçu de la source. Dans d’autres études, les auteurs appliquent le codage spatio-temporel de façon distribuée en utilisant des noeuds relais à la fois à l’émission et à la réception [1]. Grâce au gain de diversité apporté, ces schémas coopératifs permettent de diminuer l’énergie de transmission par rapport à des systèmes plus classiques comme le mono-antenne (SISO) ou la combinaison à gain maximal (MRC) qui considère plusieurs antennes à la réception. Si pour de petites distances entre la source et la destination la part de l’énergie de transmission dans la consommation totale est trop petite pour que la coopération soit intéressante, le constat est sensiblement différent dès que l’on dépasse la dizaine de mètres.

D’un autre côté, le précodage MIMO est une technique qui

permet d’adapter le signal transmis aux caractéristiques du canal de transmission en considérant celui-ci connu de l’émetteur (CSIT). Parmi les différents critères utilisés pour la conception des matrices de précodage [2], celui qui consiste à maximiser la distance euclidienne minimale sur les constellations reçues, noté $\max\text{-}d_{\min}$, est particulièrement performant [3].

Bien que très prometteur, le déploiement du précodage MIMO de façon distribuée reste pour l’instant uniquement envisagé pour les communications cellulaires [4]. Mais à la différence des réseaux de capteurs, l’énergie n’est pas la principale contrainte et les schémas de transmission cherchent plutôt à améliorer uniquement l’efficacité spectrale. Nous proposons donc dans cet article d’étudier différents protocoles de relayage (DF et AF) utilisant un noeud coopératif permettant d’augmenter significativement l’efficacité spectrale et diminuer la consommation énergétique totale. L’influence du canal local utilisé pour l’échange de données entre la source et le noeud relais est particulièrement importante, et il doit en être tenu compte soit directement dans la conception de la matrice de précodage, soit dans l’allocation de puissance entre la source et le relais.

Le reste de ce papier suit l’organisation suivante : dans la section 2, nous décrivons les schémas coopératifs et introduisons le principe du précodage $\max\text{-}d_{\min}$. Les différents protocoles de relais et d’échange local de données sont proposés dans la section 3. Le modèle de consommation d’énergie qui sera utilisée comme principale métrique de performance est dé-

* Ce travail a bénéficié d’un financement du Labex CominLabs dans le cadre du programme de l’Agence Nationale de la Recherche "Investissements d’avenir" (référence Nb. ANR-10-LABX-07-01).

taillé dans la section 4. Enfin les résultats de simulation et les comparaisons avec d'autres schémas coopératifs sont présentés dans la section 5, tandis que nos conclusions font l'objet de la section 6.

2 Schéma de transmission

Nous considérons le système de transmission de la Figure 1, impliquant trois noeuds : une source et un relais équipés d'une antenne et contraints en énergie, et une destination qui peut être considérée comme un point d'accès (AP) sans problèmes d'alimentation ou de puissance de calcul. Le point d'accès pouvant recevoir deux antennes, le schéma est équivalent à un système MIMO virtuel 2×2 . Les techniques de précodage peuvent s'y appliquer grâce à un lien retour considéré sans erreur et sans délai. Nous choisissons donc de déployer le précodage $\max\text{-}d_{\min}$ selon les phases suivantes :

- Echange de données local : le noeud source partage ses données avec le noeud coopératif via le canal SISO h .
- Transmission MIMO précodée : la source et le noeud coopératif transmettent simultanément les signaux précodés à la destination à travers le canal virtuel MIMO \mathbf{H} .

Pour limiter la consommation d'énergie aux noeuds source et relais, la matrice de précodage \mathbf{F} peut être calculée à la réception, et seul un indice de précodeur choisi dans un dictionnaire peut être transmis par le lien retour [5, 6].

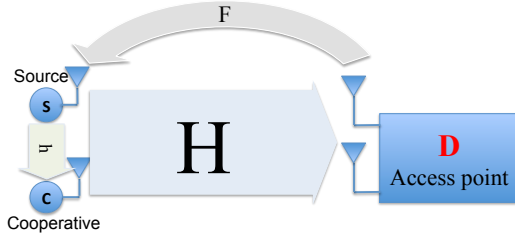


FIGURE 1 – Modèle du système coopératif

Le modèle de transmission d'un système MIMO précodé classique (non-coopératif) 2×2 est donné par

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{n} = \mathbf{G}_d\mathbf{H}_v\mathbf{F}_d\mathbf{s} + \mathbf{G}_d\mathbf{n}_v, \quad (1)$$

où \mathbf{y} est le vecteur reçu, \mathbf{s} est le vecteur de symboles émis, appartenant à une constellation QPSK ; \mathbf{G} , \mathbf{H} , \mathbf{F} sont les matrices de décodage, de canal MIMO et de précodage, respectivement ; et \mathbf{n} est un vecteur de bruit blanc additif gaussien (BBAG). Le canal peut être représenté sous une forme virtuelle diagonale grâce à la transformation $\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_v\mathbf{H}\mathbf{F}_v = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2)$. σ_1, σ_2 sont les valeurs singulières par ordre décroissant et \mathbf{n}_v le bruit virtuel. Comme un détecteur à Maximum de Vraisemblance est utilisé, la matrice de décodage \mathbf{G}_d n'a pas d'impact et peut être assimilée à $\mathbf{G}_d = \mathbf{I}_2$. Le précodeur $\max\text{-}d_{\min}$ \mathbf{F}_d maximise la distance euclidienne minimale entre les points de la constellation reçue [3] :

$$\mathbf{F}_d = \arg \max \left(\min_{\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l \in \mathcal{S}, \mathbf{s}_k \neq \mathbf{s}_l} \|\mathbf{H}_v\mathbf{F}_d(\mathbf{s}_k - \mathbf{s}_l)\| \right), \quad (2)$$

où $\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l$ sont deux vecteurs différents des symboles de la constellation \mathcal{S} . La solution $\max\text{-}d_{\min}$ dépend de la modula-

tion, du nombre d'antennes et des propriétés du canal [3, 7] et peut être exprimée comme

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_v\mathbf{F}_d = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} \quad (3)$$

3 Précodage $\max\text{-}d_{\min}$ distribué

Nous proposons dans cette section deux protocoles, basés sur l'amplify-and-forward (AF) et le decode-and-forward (DF) permettant d'échanger l'information locale entre la source et le noeud relais puis d'effectuer la transmission MIMO virtuelle précodée avec le critère du $\max\text{-}d_{\min}$.

3.1 Précodage distribué DF (DMP-DF)

Le schéma DF transmet 2 symboles sur 3 créneaux temporels. Lors des deux premiers, les symboles s_0 et s_1 sont envoyés l'un après l'autre sur un canal SISO, représenté by h . Le noeud relais reçoit alors

$$\mathbf{y}_c = h\sqrt{E_L G_{SC}}[s_0 \ s_1]^T + \mathbf{n}_c, \quad (4)$$

où \mathbf{n}_c représente le vecteur de bruit blanc additif gaussien au noeud coopératif, E_L est l'énergie pour l'échange local, et G_{SC} est le gain de la distance $S \rightarrow C$ par rapport à $S \rightarrow D$. Le signal reçu est alors décodé comme s'_0 et s'_1 , ce qui conduit à un signal précodé

$$\begin{cases} F_{11}s_0 + F_{12}s_1 & \text{au noeud source,} \\ F_{21}s'_0 + F_{22}s'_1 & \text{au noeud coopératif,} \end{cases} \quad (5)$$

où $F_{ij}|_{i,j=1,2}$ sont les éléments de la matrice de précodage \mathbf{F} . Les deux noeuds transmettent ensuite leur partie du signal simultanément à la destination, qui reçoit

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H} \begin{pmatrix} \sqrt{2E_D}(F_{11}s_0 + F_{12}s_1) \\ \sqrt{2E_D G_{CD}}(F_{21}s'_0 + F_{22}s'_1) \end{pmatrix} + \mathbf{G}\mathbf{n}, \quad (6)$$

où E_D est l'énergie pour la transmission précodée, et G_{CD} est le gain de la distance $C \rightarrow D$ par rapport à $S \rightarrow D$; et applique une détection par Maximum de Vraisemblance. La matrice de précodage \mathbf{F} est conçue uniquement en fonction du canal \mathbf{H} : $\mathbf{F} = \max\text{-}d_{\min}(\mathbf{H})$ [3], et il n'y a pas besoin d'estimer le canal SISO h à la destination.

3.2 Précodage distribué AF (DMP-AF)

Au lieu de décoder le signal de la source, le noeud coopératif l'amplifie pour le faire suivre à la destination. Lors de cette stratégie, les deux canaux h et \mathbf{H} ont une influence significative sur la performance du système. Si la matrice de précodage est toujours basée sur le canal \mathbf{H} ($\mathbf{F} = \max\text{-}d_{\min}(\mathbf{H})$), l'influence du canal local h est prise en compte par un facteur multiplicatif au niveau du noeud coopératif.

Pour la phase locale, au lieu de transmettre l'information symbole par symbole, la source envoie simultanément s_0 et s_1 , grâce à la combinaison linéaire $s_{pre} = F_{21}s_0 + F_{22}s_1$. Le noeud coopératif reçoit alors

$$y_{c_{pre}} = h\sqrt{2E_L G_{SC} s_{pre}} + n_c, \quad (7)$$

avant d'effectuer la transmission MIMO virtuelle précodée. La destination reçoit enfin

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H} \begin{pmatrix} \sqrt{2E_D}(F_{11}s_0 + F_{12}s_1) \\ g_2 y_{c_{pre}} \end{pmatrix} + \mathbf{G}\mathbf{n}, \quad (8)$$

$$\text{où } g_2 = \frac{h^*}{|h|} \sqrt{\frac{2E_D G_{CD}}{2E_L G_{SC} |h|^2 + N_{nc}}}.$$

Le coût de calcul supplémentaire aux noeuds source et relais est assez faible, grâce à une information retour limitée sous forme d'index de matrice, ce qui signifie que le complexité de notre schéma est comparable à celle de l'Alamouti distribué. En revanche, un des principaux problèmes à gérer reste la désynchronisation des noeuds avant la phase MIMO virtuelle [8].

4 Modèle énergétique

L'énergie totale consommée par un système sans fil peut être décomposée en deux principales parties : l'énergie de transmission et l'énergie de circuit. Pour une même cible en TEB, un schéma coopératif demande moins d'énergie de transmission mais plus d'énergie de circuit sur les différents noeuds. Par conséquent, s'il est évident que la coopération ne sera pas rentable pour de faibles distances d'émission, nous nous attendons à ce que son efficacité spectrale se traduise également en efficacité énergétique pour des distances plus grandes.

4.1 Modèle de consommation pour le circuit

Dans un système sans fil, tant l'émetteur que le récepteur font appel à de nombreux blocs radio fréquence comme les filtres, l'amplificateur de puissance, les convertisseurs et autres mélangeurs ... [1]. La consommation de circuit pour l'émetteur et le récepteur sont donc données respectivement par

$$P_{Tx} = P_{DAC} + P_{mix} + P_{filt} + P_{syn}, \quad (9)$$

$$P_{Rx} = P_{LNA} + P_{mix} + P_{IFA} + P_{filr} + P_{ADC} + P_{syn}, \quad (10)$$

où P_{DAC} , P_{mix} , P_{filt} , P_{syn} , P_{LNA} , P_{IFA} , P_{filr} , P_{ADC} représentent les puissances consommées par les différents blocs.

L'amplificateur de puissance P_{pa} de l'émetteur est lui directement lié à la puissance radiée par P_{trans} : $P_{pa} = (1 + \alpha)P_{trans}$, où $\alpha = \frac{\xi}{\eta} - 1$ avec η l'efficacité de drain de l'amplificateur RF et ξ le rapport pic à moyenne (PAR) qui dépend de la modulation utilisée [1]. En supposant que le signal radio subit une atténuation de loi K, la puissance d'émission requise est alors donnée par

$$P_{trans}(d) = \hat{E}_b R_b \times \frac{(4\pi d)^K}{G_t G_r \lambda^2} M_l N_f, \quad (11)$$

où d représente la distance d'émission, \hat{E}_b l'énergie par bit pour une cible de TEB donnée, R_b le débit binaire, G_t et G_r les gains d'antenne d'émission et de réception, respectivement. λ est la longueur d'onde de la porteuse, M_l la marge de liaison, N_f la figure de bruit définie par $N_f = M_n/N_0$ avec $N_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$ la densité spectrale de puissance du bruit thermique et M_n la DSP du bruit totale en entrée du récepteur [1].

4.2 Efficacité spectrale et débit binaire

L'efficacité spectrale totale est montrée dans la Table 1 pour différents schémas coopératifs ou non, avec une modulation QPSK. Le débit binaire est directement lié à l'efficacité spec-

TABLE 1 – Efficacité spectrale

	SISO	MRC	Alamouti Distribué	DMP DF	DMP AF
$\eta_S(\text{b/s/Hz})$	2	2	1	1.5	2

trale et la largeur de bande, et pour chaque phase d'émission, il affecte la consommation totale de la façon suivante

$$E_{total} = \frac{P_{cL} + P_{paL}}{R_{bL}} + \frac{P_{cD} + P_{paD}}{R_{bD}}, \quad (12)$$

où P_{cL} , P_{paL} et P_{cD} , P_{paD} représentent la consommation totale de circuit et de transmission pour la phase locale et pour la transmission MIMO virtuelle, respectivement, tandis que R_{bL} et R_{bD} y représentent les débits. Normalement, le débit binaire d'un système précodé est le double d'un système SISO parce qu'il transmet deux symboles en un seul intervalle de temps, mais ce n'est pas le cas ici à cause de la nature distribuée du système. Cependant, même si le *DMP-AF* nécessite une phase supplémentaire pour l'échange local, il reste plus efficace que l'Alamouti distribué et le *DMP-DF* qui ont encore besoin d'un slot supplémentaire.

5 Résultats de simulation

Pour évaluer les performances des schémas de transmission proposés dans la Section 3, nous utilisons des simulations Monte Carlo en considérant une modulation QPSK et des canaux à évanouissements de Rayleigh h et \mathbf{H} . Nous transmettons 150 000 trames, chacune d'entre elles contenant 100 bits. Le canal est considéré comme stable sur la durée de transmission d'une trame. Les distances d_{SC} et d_{CD} sont supposées être respectivement 5% et 100% de d_{SD} .

Nous considérons dans cet article une allocation de puissance optimale, obtenue par exemple par recherche numérique. Pour plus d'informations sur l'influence de l'allocation de puissance sur le taux d'erreur ou la consommation énergétique, le lecteur pourra se référer à [9].

L'énergie étant la principale métrique de performance que nous nous fixons ici, nous considérons le modèle présenté ci-dessus et les paramètres donnés par la Table 2. Dans cette simulation, les contraintes énergétiques sont relâchées sur le point d'accès, qui est considéré comme relié à une source d'énergie constante. Le TEB requis à la destination est 10^{-5} et l'exposant d'atténuation due à la distance est 2.6, pour toutes les liaisons. La Figure 2 montre le montant énergétique total dépensé pour la transmission d'un bit avec une distance entre la source et la destination variant de 1 à 27 mètres. En réduisant l'échange local à un seul intervalle temporel, le *DMP-AF* propose toujours une meilleure efficacité énergétique que *DMP-DF*. Même si le schéma d'Alamouti propose de meilleures performances en termes de TEB, sa faible efficacité spectrale le pénalise au niveau délai et énergie. Pour des distances faibles, la part des

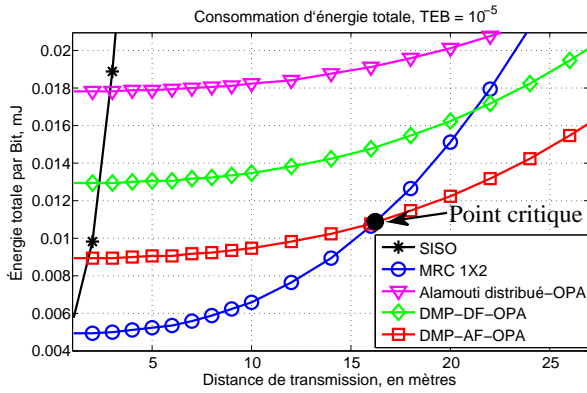


FIGURE 2 – Consommation totale d'énergie en fonction de la distance (TEB = 10^{-5})

circuits électroniques dans la consommation devient prépondérante, ce qui favorise les schémas plus simples, particulièrement la combinaison à gain maximal 1×2 . En revanche, lorsque la distance de transmission augmente, il devient intéressant d'optimiser la puissance radio, et c'est pourquoi à partir de 16 mètres, le schéma *DMP-AF* devient le plus efficace.

TABLE 2 – Valeur des paramètres [1]

$f_c = 2,5\text{GHz}$	$P_{mix} = 30.3\text{mW}$	$\eta = 0.35$
$G_t G_r = 5\text{dBi}$	$P_{filt} = P_{filr} = 2.5\text{mW}$	
$B = 10\text{kHz}$	$P_{DAC} = 15.4\text{mW}$	$P_{syn} = 50\text{mW}$
$N_f = 10\text{dB}$	$T_s = \frac{1}{B}$	$M_l = 40\text{dB}$
$P_{ADC} = 6.7\text{mW}$	$\frac{N_0}{2} = -174\text{dBm/Hz}$	$P_{LNA} = 20\text{mW}$

Ce point critique varie évidemment en fonction de l'exposant d'atténuation, qui évolue en fonction de l'environnement (intérieur ou extérieur, urbain ou rural, encombré ou non ...) et de la distance entre la source et la destination. Pour évaluer l'intérêt de notre approche dans ces différentes situations, la Figure 3 illustre l'évolution de ce point critique, à partir duquel le *DMP-AF* prend le pas sur les autres schémas de transmission (particulièrement le MRC ici). Nous pouvons notamment observer que plus l'atténuation est importante, plus cette distance minimale source destination est courte.

6 Conclusion

Avec pour objectif la meilleure efficacité énergétique possible, nous avons proposé des schémas de précodage basés sur le critère $\max-d_{\min}$. Deux types de relais, AF et DF, avec des protocoles d'échanges de données particuliers ont été étudiés et comparés. Grâce à un modèle énergétique précis, nous avons exprimé leur efficacité énergétique dans le contexte des réseaux de capteurs. Nous avons ainsi montré que quelle que soit la distance, notre schéma *DMP-DF* apporte de meilleures efficacités spectrale et énergétique que l'Alamouti distribué. Pour un TEB de 10^{-5} et un exposant d'atténuation égal à 2.6, le *DMP-AF* propose également une consommation plus faible que le MRC 1×2 pour une distance source-destination supérieure à 16 m. Ce point critique est même susceptible de diminuer si l'atténuation augmente, puisque l'énergie de transmission devient prépondérante dans ces conditions.

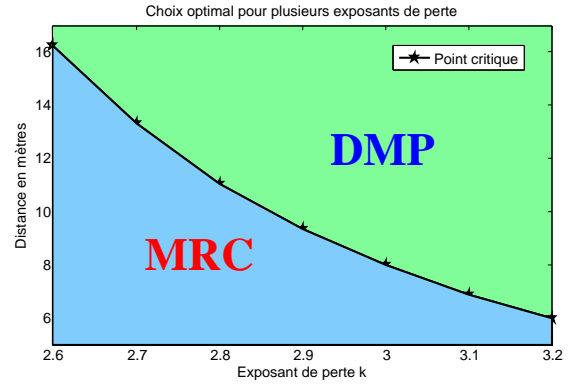


FIGURE 3 – Point critique pour différentes valeurs d'atténuation

Références

- [1] S. Cui, A. J. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 22, no. 6, pp. 1089–1098, 2004.
- [2] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, pp. 2198–2206, 2001.
- [3] L. Collin, O. Berder, P. Rostaing, and G. Burel, "Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 3, pp. 617–627, 2004.
- [4] W. W. Ho, T. Q. Quek, and S. Sun, "Distributed precoding for network MIMO," in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2010, pp. 1–5.
- [5] D. J. Love, R. W. Heath, V. K. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao, and M. Andrews, "An overview of limited feedback in wireless communication systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 8, pp. 1341–1365, 2008.
- [6] G. Madi, B. Vrigneau, A.-M. Poussard, R. Vauzelle *et al.*, "Cooperative MIMO precoders for energy-efficient transmission in wireless sensor network," in *Proceedings of EuSipCo*, 2011.
- [7] Q.-T. Ngo, O. Berder, and P. Scalart, "General minimum euclidean distance-based precoder for mimo wireless systems," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, no. 1, 2013.
- [8] T.-D. Nguyen, O. Berder, and O. Sentieys, "Impact of transmission synchronization error and cooperative reception techniques on the performance of cooperative mimo systems," in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 4601–4605, 2008.
- [9] V. H. Nguyen, O. Berder, C. Langlais, and B. Vrigneau, "Distributed minimum euclidean distance based precoding for wireless sensor network," in *ICNC*, 2015.